

RECOMMANDATION UIT-R F.763-4*

**TRANSMISSION DE DONNÉES SUR LES CIRCUITS À ONDES DÉCAMÉTRIQUES
UTILISANT LA MODULATION PAR DÉPLACEMENT DE PHASE**

(Question UIT-R 145/9)

(1992-1994-1995-1997-1999)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) qu'il existe une demande croissante en matière de transmission de données à débit binaire élevé;
 - b) que, pour satisfaire cette demande, on peut faire appel à deux types de modems à modulation par déplacement de phase (MDP), à savoir les modems à transmission parallèle qui utilisent la télégraphie harmonique multicanal et les modems à transmission série qui utilisent une seule sous-porteuse;
 - c) qu'afin de compenser les effets négatifs du milieu de transmission, on dispose, pour les deux types de modems, des techniques indiquées ci-dessous:
 - divers modes de fonctionnement en diversité double y compris des émissions à bande latérale unique (BLU) séparées ou une seule émission à bandes latérales indépendantes (BLI);
 - combinaison du codage de détection et de correction des erreurs avec l'entrelacement de temps;
 - débit binaire variable en vue d'adapter le système à la capacité du canal radioélectrique;
- et, pour les modems à transmission parallèle seulement:
- possibilité d'utiliser plusieurs niveaux de diversité dans la bande;
 - introduction de temps de garde entre les trames pour compenser la propagation par trajets multiples et la distorsion du temps de propagation de groupe.

recommande

- 1** d'utiliser de préférence le système décrit dans l'Annexe 1 pour la transmission de données à des débits binaires inférieurs ou égaux à 2 400 bit/s utilisant des systèmes à multiplexage par répartition en fréquence (MRF) et MDP;
- 2** d'utiliser de préférence le système décrit dans l'Annexe 2 pour la transmission de données à des débits binaires inférieurs ou égaux à 3 600 bit/s, avec modems utilisant la transmission en série;
- 3** de se reporter à l'Annexe 3 pour des informations additionnelles concernant la MDP généralisée;
- 4** de se reporter à l'Annexe 4 qui contient une description des systèmes utilisant la diversité de mode/polarisation en vue d'une amélioration de la qualité de fonctionnement des systèmes à ondes décimétriques utilisant la MDP;
- 5** d'utiliser le système décrit dans l'Annexe 5 pour la transmission de données à des débits binaires inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s, avec modems utilisant la transmission en série.

* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 8 des radiocommunications.

Transmission de données à 2 400/1 200/600/300/150/75 bit/s sur les circuits à ondes décimétriques utilisant la télégraphie harmonique MDP

1 Description du système

1.1 Un terminal de réception et d'émission du système comprend:

- un émetteur et un récepteur d'informations numériques (par exemple un ordinateur);
- un modem dont la principale fonction est de convertir les informations numériques en informations analogiques de manière compatible avec l'entrée vers un émetteur radioélectrique, et de convertir les informations analogiques à la sortie d'un récepteur radioélectrique en données numériques compatibles avec l'entrée du récepteur numérique.

Ce modem assure aussi diverses fonctions de codage et effectue la combinaison de diversité;

- un équipement HF de réception et d'émission relié à une antenne.

1.2 Du côté émission, le train de données d'arrivée à 2 400 bit/s est appliqué à un convertisseur série-parallèle. A intervalles de 32 bits (c'est-à-dire toutes les 13,33 ms), le contenu de ce convertisseur est transmis en parallèle à un dispositif à mémoire de 32 bits, dont la sortie est connectée à un modulateur MDP-4.

Le modem émet un signal vocal composite qui comprend une série de 18 tonalités dans la bande 300 à 3 000 Hz.

Seize de ces tonalités ont un espacement de 110 Hz (935 à 2 585 Hz) et sont modulées dans le mode MDP-4 CD (modulation par quadrature de phase à codage différentiel), chacune à 75 Bd, ce qui autorise un débit binaire de $16 \times 75 \times 2 = 2\,400$ bit/s.

La tonalité à 605 Hz est utilisée pour la correction des erreurs de fréquences de bout en bout, y compris l'effet Doppler. La tonalité à 2 915 Hz (ou 825 Hz) est utilisée pour la synchronisation du système.

Le combineur en double diversité peut accepter les signaux d'entrée provenant soit de deux récepteurs fonctionnant en diversité d'espace, de fréquence ou de polarisation, soit d'un seul récepteur fonctionnant dans le mode BLI.

Lorsque le débit binaire est un sous-multiple de la vitesse de transmission, divers modes de diversité dans la bande peuvent être appliqués. A titre d'exemple, un débit binaire de 1 200 bit/s assure une diversité double ($1\,200 \times 2$), un débit binaire de 600 bit/s, une diversité quadruple (600×4), et ainsi de suite, avec, dans tous les cas, une vitesse de transmission de 2 400 bit/s. On peut donc utiliser la diversité maximale possible à la fois dans la bande et entre des voies indépendantes selon le débit binaire choisi. Les débits binaires suivants sont prévus: 75/150/300/600/1 200 bit/s.

En dehors du choix du fonctionnement avec ou sans codage du débit binaire variable et du mode en diversité, ce modem permet également de choisir les intervalles d'entrelacement, ce qui permet d'établir un système de radiocommunication souple, comme le résume le Tableau 1.

Le signal de transmission comprend des trames dont la durée est de 13,33 ms. Cette durée comprend un temps de garde (4,2 ms), prévu pour compenser les effets de la propagation par trajets multiples.

Le modem utilise deux techniques pour réduire les dégradations du signal, en particulier celles qui sont dues au bruit impulsif et aux évanouissements uniformes:

- le codage de correction des erreurs;
- l'entrelacement dans le temps.

On utilise un type de code cyclique BCH (16,8). Les mots du code BCH sont stockés dans une mémoire pour être extraits pendant le processus d'entrelacement. Pour obtenir l'entrelacement, on tient compte:

- du premier bit du dernier mot stocké;
- du deuxième bit du «mot (m) précédemment stocké»;
- du troisième bit du «mot (2 m) précédemment stocké» ...;
- du seizième bit du «mot (15 m) précédemment stocké».

TABLEAU 1

Débits binaires/modes (pouvant être choisis indépendamment pour l'émission et la réception)

Débit binaire (bit/s)	Modes sans codage			Modes avec codage			
	Modes en diversité			Entrelacement de temps Étalement disponible (émetteur et récepteur) (s)	Modes en diversité supplémentaires		
	Dans la bande	Voie	Total		Dans la bande	Voie	Total
2 400 1 200	– ×2	×2 ×2	×2 ×4	0-12,8	–	×2	×2
600 300	×4 ×8	×2 ×2	×8 ×16	0-25,6 0-51,2	×2 ×4	×2 ×2	×4 ×8
150 75	×16	×2	×32	0-102,5 0-205	×8 ×16	×2 ×2	×16 ×32

Le niveau d'entrelacement (mots de code m) peut être choisi d'après les conditions de propagation du trajet radioélectrique entre 0 (pas d'entrelacement), 1, 2, 4, 8, 16, 32 ou 64, ce qui correspond pour la réception des données à une gamme de temps de propagation allant de quelques millisecondes à plusieurs dizaines de secondes. Étant donné que les bits erronés n'appartiennent pas au même mot codé, on obtient une meilleure protection contre les paquets d'erreurs.

Dans la Fig. 1, on a représenté les performances du modem en présence d'un bruit gaussien, à savoir la probabilité des erreurs, P_e , en fonction du rapport signal/bruit, S/N , dans les modes avec codage ou sans codage, dans une largeur de bande de 250 à 3 000 Hz.

Les effets du codage deviennent importants pour les valeurs élevées du rapport S/N .

Les courbes ont été obtenues avec un montage d'essai expérimental dans lequel le modem était alimenté par une séquence d'essai pour produire les tonalités audiofréquence. La sortie du modem a été additionnée au bruit gaussien, filtrée et appliquée à l'entrée de réception d'un autre modem à la sortie duquel la séquence d'essai a été extraite, puis introduite dans un analyseur d'erreur de données pour permettre la détermination du taux d'erreur binaire (TEB).

La Fig. 2 indique les résultats d'une simulation par ordinateur de la qualité de fonctionnement du modem dans une voie avec évanouissement.

On a simulé une voie avec évanouissement dans laquelle deux trajets de même amplitude transmettent des signaux séparés par un temps de propagation par trajets multiples de 1 ms et différant en fréquence de 1 Hz, afin d'obtenir des évanouissements dans toute la bande passante et non à certaines fréquences fixes.

Dans la Fig. 2, on peut voir que les performances sont améliorées par l'utilisation d'une combinaison des divers types de techniques de diversité (dans la bande et hors bande), de codage de correction des erreurs et d'entrelacement pour des débits de 600, 1 200 et 2 400 bit/s.

Le modem est actuellement employé à titre expérimental dans une liaison en ondes décimétriques entre deux stations radioélectriques en Italie centrale et du sud, distantes d'environ 800 km (500 miles).

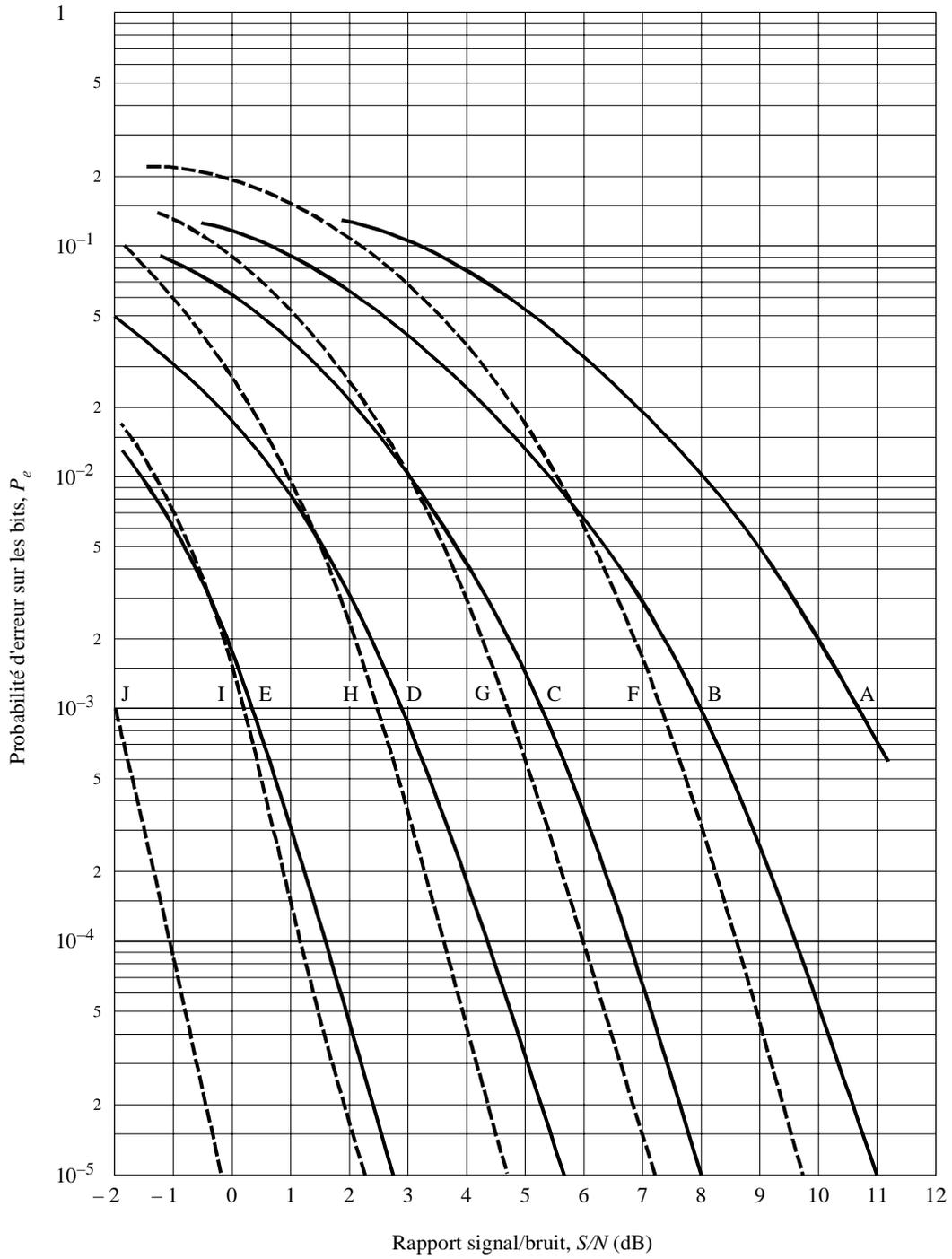
1.3 L'équipement RF effectue, à l'émission, les opérations relatives à la modulation des voies et produit une émission ayant des caractéristiques de fréquence RF et de puissance appropriées. Les opérations inverses relatives à la conversion de fréquence sont effectuées à la réception de manière à obtenir le signal audiofréquence composite à transmettre au modem.

L'équipement RF a les caractéristiques particulières suivantes:

- gigue de phase: inférieure à 5° pour un intervalle de temps de 10 ms (100 échantillons);
- distorsion de temps de propagation de groupe: 500 μ s à l'émission, 500 μ s à la réception;
- intermodulation: 36 dB en dessous de la puissance de crête.

FIGURE 1

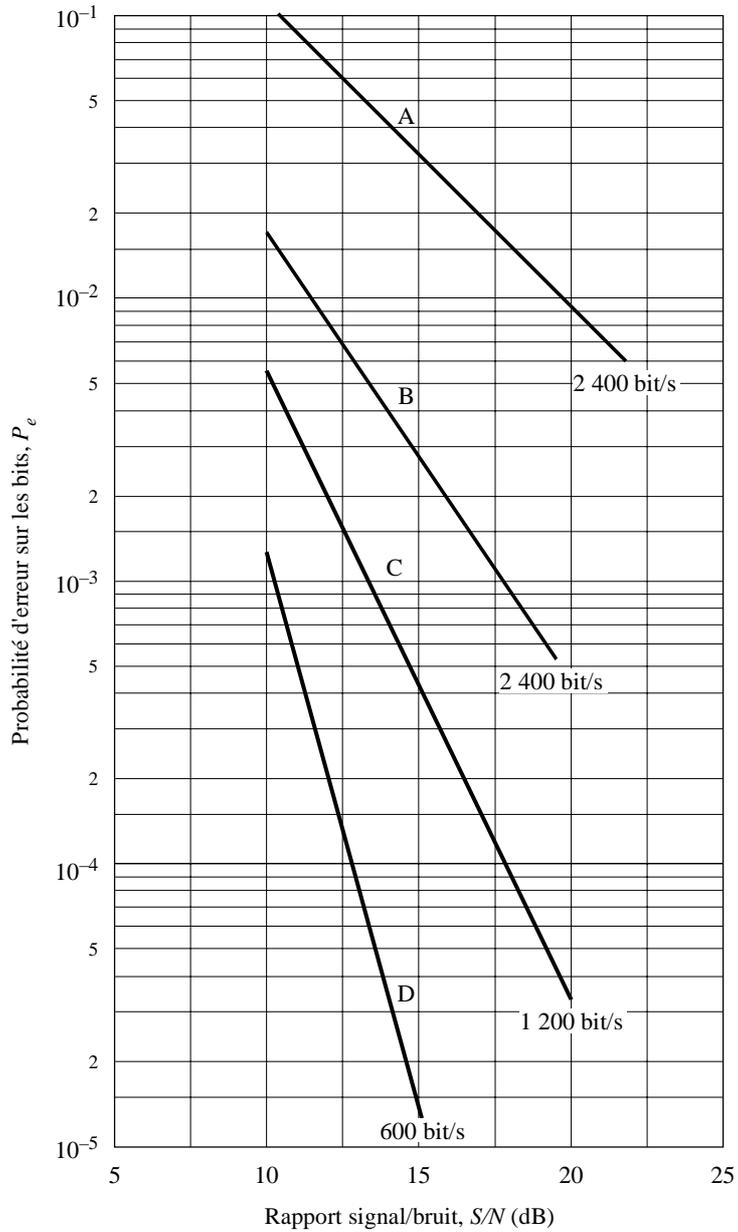
Probabilité d'erreur sur les bits en fonction du rapport S/N pour divers débits binaires, pour les modes avec codage ou sans codage, avec diversité dans la bande pour une voie sans évanouissement, avec bruit gaussien



Sans codage ———	{	A: 2 400 bit/s	Avec codage	- - - - -	{	F: 1 200 bit/s
		B: 1 200 bit/s				G: 600 bit/s
		C: 600 bit/s				H: 300 bit/s
		D: 300 bit/s				I: 150 bit/s
		E: 150 bit/s				J: 75 bit/s
		sans entrelacement				

FIGURE 2

Probabilité d'erreur sur les bits en fonction du rapport S/N pour une voie avec évanouissement sélectif, pour des débits de 600, 1 200 et 2 400 bit/s dans les cas suivants



- A: sans diversité
- B: diversité hors bande seulement
- C: diversité dans la bande et hors bande
- D: diversité dans la bande et hors bande avec utilisation de codages de correction des erreurs et entrelacement

ANNEXE 2

Transmission de données à des débits binaires égaux ou inférieurs à 3 600 bit/s sur circuits à ondes décimétriques équipés de modems à transmission en série

1 Observations générales

Le modem permet la transmission de données dans un canal en ondes décimétriques large de 3 kHz. Il reçoit et reconstitue des données numériques transmises à des débits égaux ou inférieurs à 3 600 bit/s et génère un signal audiofréquence analogique dans la bande audio 300-3 300 Hz.

Le modem incorpore une protection contre les effets de la propagation par trajets multiples, l'effet Doppler et les évanouissements.

2 Modes de fonctionnement du modem

Les modes de fonctionnement possibles sont au nombre de trois.

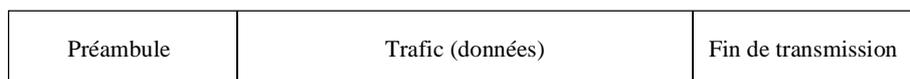
2.1 Mode semi-duplex avec correction d'erreur directe (CED)

2.1.1 Les caractéristiques de ce mode sont les suivantes: modulation MDP- M ($M = 2, 4, 8$) à 2 400 Bd; débit binaire d'utilisateur de 75, 150, 300, 600, 1 200, 2 400 ou 3 600 bit/s (tous les débits binaires ne sont pas disponibles avec toutes les formes d'onde); et trames comprenant 256 symboles modulés (dont 128 sont des symboles d'utilisateur), soit une période de 106,6 ms.

2.1.2 Un échange de données se compose de trois phases: préambule, trafic et fin de transmission:

FIGURE 3

Représentation d'une communication en mode CED



0763-03

La phase préambule permet au modem appelé de détecter l'appel et de recevoir les paramètres techniques (codage, entrelacement, débit des données, modulation) dont il a besoin pour la suite de la transmission. La phase trafic contient les données à transmettre. La phase fin de transmission permet au modem appelé de détecter un mot de fin de message, pour libérer la liaison et revenir à l'état d'attente de trafic.

La fin de la transmission intervient lorsque le modem appelant émet des trames de rattachage. Ces trames sont semblables aux trames du préambule, avec cette différence qu'elles comprennent un bit qui contient l'information de rattachage.

2.1.3 Les fonctions exécutées sont les suivantes:

- *Emission:*
 - codage et entrelacement des données;
 - mise en trame et modulation;
 - transmission du signal audiofréquence;
- *Réception:*
 - réception du signal audiofréquence;
 - détection de la synchronisation;
 - démodulation du signal reçu;
 - désentrelacement et décodage des données.

2.2 Mode duplex CED

Ce mode représente l'équivalent de deux liaisons CED semi-duplex indépendantes. Dans chaque sens de transmission, il y a émission d'un préambule, suivi des données et d'un mot de fin de message, tous ces éléments étant reconnus par le modem appelé. Comme dans le mode CED semi-duplex, le préambule spécifie les paramètres techniques qui viennent à la suite.

2.3 Mode avec correction d'erreurs avec circuit de retour (ARQ)

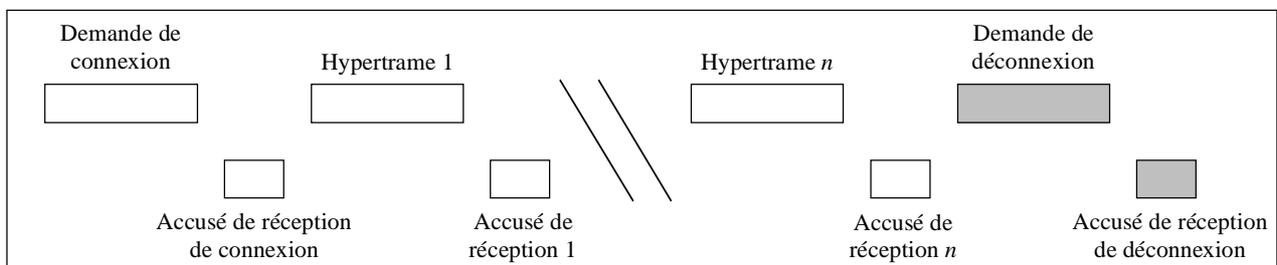
2.3.1 Les caractéristiques de ce mode sont les suivantes: modulation MDP- M ($M = 2, 4, 8$) à 2 400 Bd; débit binaire d'utilisateur de 600, 1 200, 1 800 ou 2 400 bit/s (tous les débits binaires ne sont pas disponibles avec toutes les formes d'onde); et trames comprenant 256 symboles modulés (dont 128 sont des symboles d'utilisateur), soit une période de 106,6 ms.

2.3.2 Le mode ARQ est un mode de transmission de données fonctionnant avec répétition sélective par bloc. Les données à transmettre sont fractionnées en blocs qui correspondent chacun à une trame du modem. Le modem appelant envoie une hypertrame de N blocs (N a une valeur nominale de 64, mais peut prendre une valeur plus petite pendant la transmission des dernières données); ensuite, le modem appelant attend que le modem appelé accuse réception de l'hypertrame.

Si des blocs n'ont pas été reçus correctement, ils sont retransmis dans l'hypertrame suivante, laquelle est complétée de nouveaux blocs.

Les phases de ce mode de fonctionnement sont l'établissement de la communication (connexion), la transmission des données et la fin de la transmission (déconnexion). De plus, le mode ARQ permet les fonctions suivantes: déconnexion temporaire, commutation entre appelant et appelé, contrôle de flux et régulation adaptative de la puissance, du débit des données et de la fréquence.

FIGURE 4
Représentation d'une communication en mode ARQ



0763-04

Le mode ARQ se compose par conséquent de deux phases distinctes: une phase émission (émission d'une hypertrame à l'extrémité appelante, et d'un accusé de réception à l'extrémité appelée) et une phase réception (réception d'un accusé de réception à l'extrémité appelante et d'une hypertrame à l'extrémité appelée).

2.3.3 Régulation adaptative

2.3.3.1 Le mode ARQ permet la régulation adaptative de la puissance, du débit des données et de la fréquence. Parmi ces opérations, seule la régulation adaptative du débit des données est gérée intégralement par le modem. Dans le cas de la puissance, le modem indique au système l'adaptation à effectuer et continue l'émission; pour la régulation de fréquence, le modem se déconnecte temporairement après avoir indiqué au système qu'il faut trouver une nouvelle fréquence.

2.3.3.2 La procédure de régulation adaptative de la puissance repose sur des mesures statistiques de la qualité de la liaison. Une augmentation adaptative de la puissance s'effectue très rapidement; en revanche, une diminution de la puissance est une opération affectée d'une grande constante de temps.

2.3.3.3 La régulation adaptative du débit des données s'opère sur trois des débits choisis parmi les quatre disponibles, à savoir 2 400, 1 800, 1 200 et 600 bit/s.

Les augmentations adaptatives du débit sont basées sur des mesures statistiques de la qualité de la liaison; quant aux diminutions, elles sont basées soit sur ces mêmes mesures statistiques, soit sur la non-réception de données ou d'accusés de réception au cours de la transmission.

2.3.3.4 Si la régulation adaptative de la diminution du débit des données n'est pas suffisante pour poursuivre la transmission, une demande est envoyée au système pour qu'il mette en œuvre la régulation adaptative de la fréquence.

Pour permettre la recherche d'une nouvelle fréquence, le modem se déconnecte temporairement et se met en position d'attente pour reprendre ultérieurement l'émission. En même temps, il met en mémoire les données qui n'ont pas encore été émises.

2.3.3.5 Il est possible de configurer le modem en mode ARQ de telle manière qu'il ne déclenche pas la régulation adaptative du débit des données. En pareil cas, seules sont effectuées les régulations adaptatives de la fréquence et de la puissance.

2.3.4 Les fonctions exécutées sont les suivantes:

- *Emission, à l'extrémité appelante:*
 - segmentation des données,
 - codage des données,
 - mise en trame et modulation,
 - émission d'un signal audiofréquence.
- *Emission, à l'extrémité appelée:*
 - codage des accusés de réception,
 - mise en trame et modulation,
 - émission d'un signal audiofréquence.
- *Réception, à l'extrémité appelante:*
 - réception du signal audiofréquence,
 - détection de la synchronisation,
 - démodulation du signal reçu,
 - décodage des accusés de réception.
- *Réception, à l'extrémité appelée:*
 - réception du signal audiofréquence,
 - détection de la synchronisation,
 - démodulation du signal reçu,
 - décodage des données,
 - réassemblage des données.

3 Caractéristiques techniques du modem

3.1 Modulation

3.1.1 La modulation consiste à décaler en phase une sous-porteuse à la fréquence de 1 800 Hz. La rapidité de modulation est de 2 400 Bd et la précision minimale correspond à 10^{-5} .

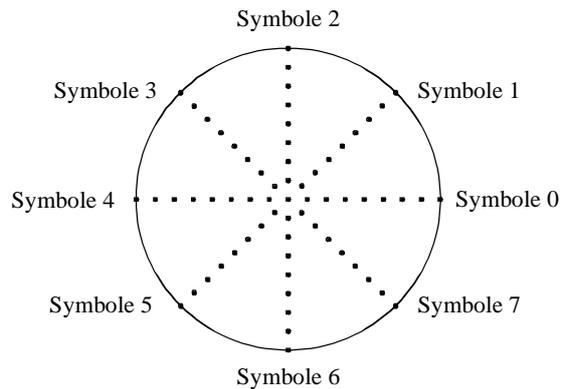
3.1.2 La stabilité de l'horloge associée à la production de la fréquence 1 800 Hz est de 10^{-5} .

3.1.3 Le décalage de phase du signal modulé par rapport à la sous-porteuse de référence non modulée peut prendre une des valeurs suivantes:

Numéro du symbole	Phase
0	0
1	$\pi/4$
2	$\pi/2$
3	$3\pi/4$
4	π
5	$5\pi/4$
6	$3\pi/2$
7	$7\pi/4$

Le numéro du symbole, n , est associé au nombre complexe ($j^n\pi/4$).

FIGURE 5
Codage des états de phase



0763-05

3.2 Transcodage

Le transcodage est une opération dans laquelle un symbole à transmettre est associé à un groupe d'éléments binaires.

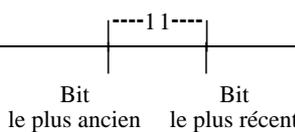
3.2.1 Débit de données 1 200 bit/s: MDP-2

Le transcodage s'effectue en associant un symbole à un élément binaire, selon la règle suivante:

Bit	Symbole
0	0
1	4

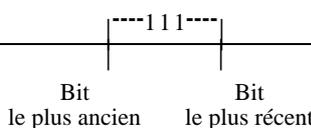
3.2.2 Débit de données 2 400 bit/s: MDP-4

Le transcodage s'effectue en associant un symbole à un ensemble formé de deux éléments binaires consécutifs, selon la règle suivante:

Dibit	Symbole
00	0
01	2
10	6
	4

3.2.3 Débit de données 3 600 bit/s: MDP-8

Le transcodage s'effectue en associant un symbole à un ensemble formé de trois éléments binaires consécutifs, selon la règle suivante:

Tribit	Symbole
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
	4

3.3 Structure de trame

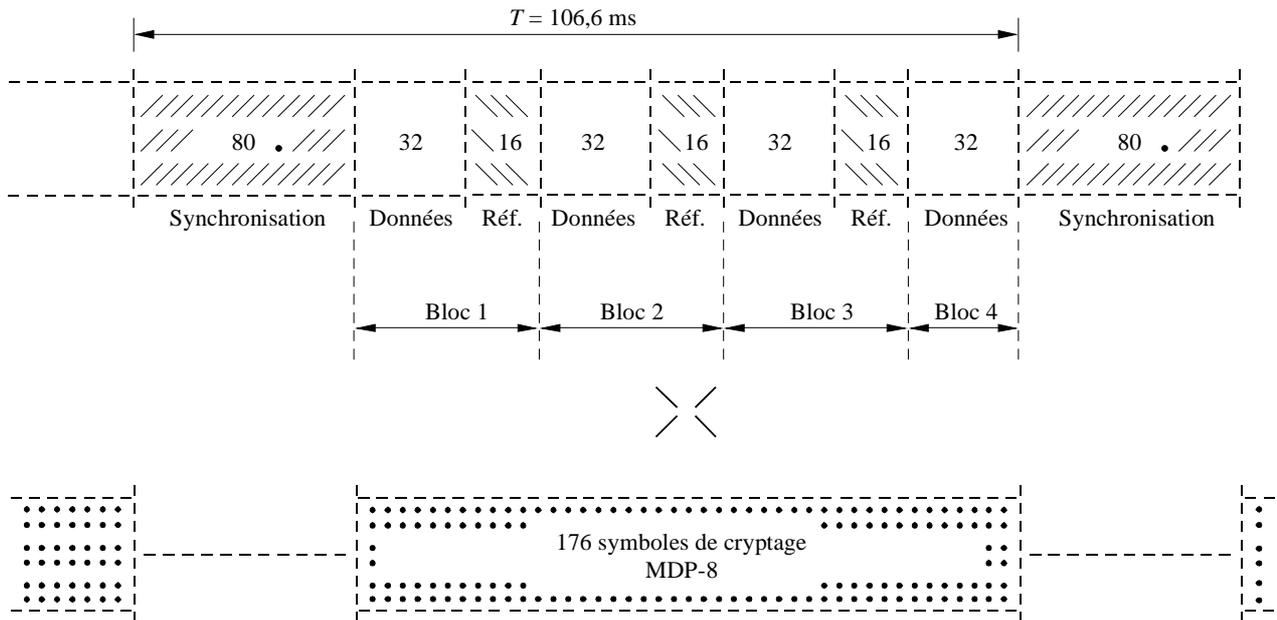
3.3.1 Les symboles à transmettre ont une structure composée de trames récurrentes de durée égale à 106,6 ms. Le nombre d'éléments binaires transmis par trame est de 128 bits à 1 200 bit/s, 256 bits à 2 400 bit/s et 384 bits à 3 600 bit/s.

3.3.2 Une trame est constituée par 256 symboles qui se décomposent comme suit: 80 symboles pour la synchronisation, 48 symboles de référence et 128 symboles de données.

La Fig. 6 représente la structure de trame.

3.3.3 La séquence de synchronisation est transmise avec MDP-2, à la rapidité de modulation de 2 400 Bd. Le modem utilise cette séquence pour les fonctions suivantes: détection de la présence du signal; correction du déplacement de fréquence dû à l'effet Doppler ou à la différence entre les fréquences de la porteuse émise et de la porteuse reçue; synchronisation des bits; enfin, durée de convergence de l'égalisation, en cas d'égalisation par filtrage récursif, ou estimation du canal en ondes décimétriques en cas de détection par la méthode du maximum de vraisemblance.

FIGURE 6
Structure de trame



0763-06

3.3.4 Les symboles de référence et de données sont structurés en quatre blocs dont les trois premiers contiennent 32 symboles de données suivis de 16 symboles de référence; le dernier bloc contient 32 symboles de données. Tous les symboles de référence correspondent au numéro de symbole 0.

Ces 176 symboles de référence et de données sont cryptés par une séquence de cryptage à 176 symboles qui se répète toutes les 106,6 ms. La séquence est transmise en MDP-8 à la rapidité de 2 400 Bd. Il est donc possible de créer une trame à huit états de phase, quel que soit le débit des données (1 200 bit/s, 2 400 bit/s ou 3 600 bit/s).

Le cryptage consiste à additionner modulo 8, le numéro de symbole associé aux données, avec le numéro de symbole associé au cryptage, ce qui revient à faire la multiplication complexe du symbole des données par le symbole du cryptage.

3.4 Codage de correction d'erreur, entrelacement

L'utilisation d'un codage de correction d'erreur associé à un entrelacement approprié est de nature à réduire considérablement le TEB.

Sur la base des trois modes fondamentaux sans redondance, à savoir:

- MDP-8 à 3 600 bit/s,
- MDP-4 à 2 400 bit/s, et
- MDP-2 à 1 200 bit/s,

le codage offre plusieurs possibilités de redondance.

3.4.1 Mode CED

Dans ce mode, on utilise le codage convolutionnel associé à un entrelacement qui est lui aussi convolutionnel. Le code convolutionnel utilisé est le code de redondance 2 avec longueur de contrainte $K=7$, associé au polynôme caractéristique 171,133 (représentation octale).

Les redondances inférieures à 2 s'obtiennent par poinçonnage, les redondances supérieures à 2 par répétition.

Parmi les diverses possibilités, il y a lieu de signaler les suivantes:

Débit de données avec codage (bit/s)	Forme d'onde	Redondance	Méthode permettant d'obtenir le taux de code
2 400	MDP-8	3/2	Conversion du débit de données 1/2 au débit de données 2/3
1 200	MDP-4	2	Code non modifié au débit de données 1/2
600	MDP-2	2	Code non modifié au débit de données 1/2
300	MDP-2	4	Code au débit de données 1/2 répété 2 fois
150	MDP-2	8	Code au débit de données 1/2 répété 4 fois
75	MDP-2	16	Code au débit de données 1/2 répété 8 fois

3.4.2 Mode ARQ

Utilisation d'un codage Reed-Solomon (RS), sans entrelacement.

Débit de données avec codage (bit/s)	Forme d'onde	Redondance	Codage (symboles de 8 bits)
2 400	MDP-8	3/2	RS (48,32)
1 800	MDP-4	4/3	RS (32,24)
1 200	MDP-4	2	RS (32,16)
600	MDP-4	4	RS (32,8)

3.5 Spectre du signal modulé

La Fig. 7 représente le spectre du signal modulé après filtrage et transposition de 1 800 Hz. La largeur de bande totale est de 3 000 Hz.

3.6 Tolérance sur l'erreur de fréquence entre les porteuses émises et reçues en ondes décimétriques

Le modem doit pouvoir tolérer un décalage de ± 75 Hz entre les porteuses émises et reçues en ondes décimétriques (erreur de fréquence émetteur/récepteur et décalage Doppler inclus) et une vitesse de variation de fréquence de 3,5 Hz/s au maximum.

4 Interfaces avec d'autres équipements

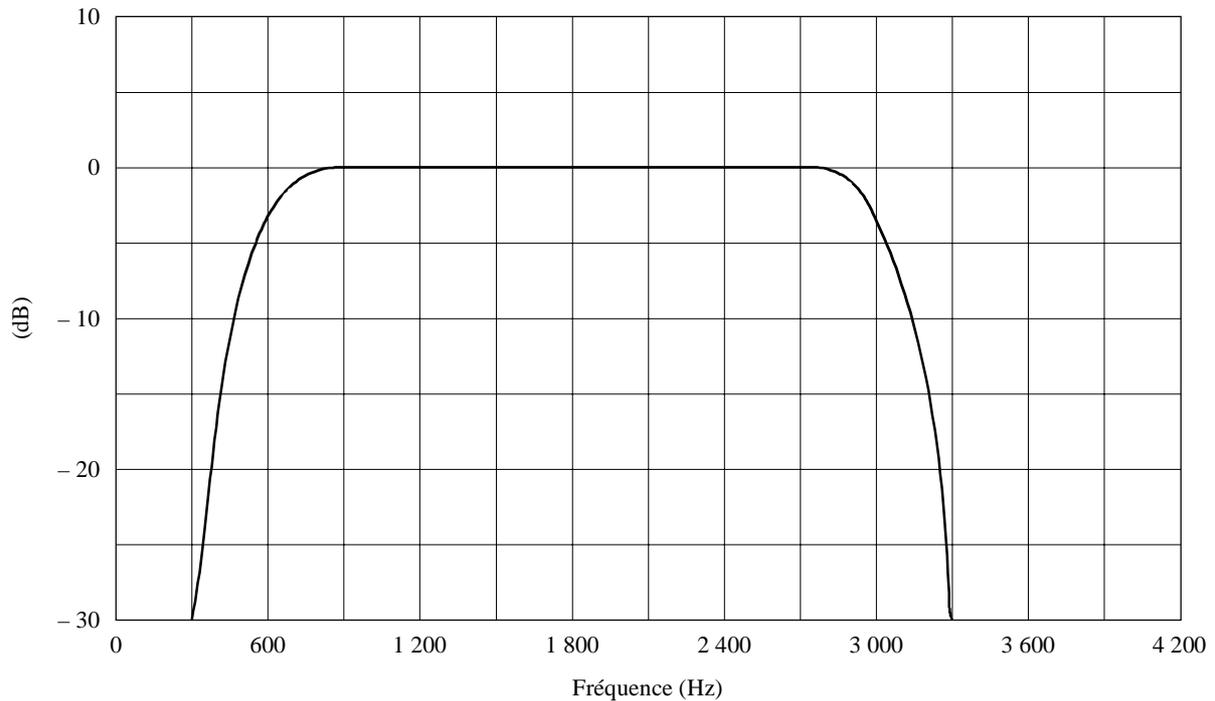
4.1 Interface du modem avec le terminal de données

Cette interface satisfait aux dispositions de la Recommandation UIT-T V.24, ses caractéristiques électriques étant conformes aux dispositions de la Recommandation UIT-T V.11 (RS 422).

4.2 Interface du modem avec l'émetteur et le récepteur

Les circuits d'entrée et de sortie du modem sont du type symétrique par rapport à la terre, avec une impédance de 600 Ω à 0 dBm.

FIGURE 7
Spectre du signal modulé



0763-07

4.3 Qualité de fonctionnement des émetteurs et des récepteurs associés

Pour obtenir la qualité de fonctionnement optimale, il est recommandé d'adopter les caractéristiques suivantes pour les émetteurs et les récepteurs:

4.3.1 Ces appareils doivent avoir une bande passante telle que les variations de l'affaiblissement de transmission ne dépassent pas ± 2 dB entre 300 et 3300 Hz.

NOTE 1 – Le fonctionnement d'un modem série avec un système ayant une largeur de bande de 300 à 3000 Hz est possible avec une qualité réduite. Un complément d'étude serait nécessaire pour mettre au point un modem série avec sous-porteuse de 1650 Hz, fonctionnant avec des systèmes à largeur de bande réduite.

4.3.2 Le temps de propagation de groupe ne doit pas varier de plus de 0,5 ms sur 80% de cette bande passante.

4.3.3 La précision des fréquences pilotes de l'émetteur et du récepteur doit être d'au moins 10^{-6} .

4.3.4 La constante de temps du circuit de commande automatique de gain (CAG) doit être inférieure à 10 ms pour la désensibilisation et inférieure à 25 ms pour la resensibilisation.

ANNEXE 3

Systèmes de transmission à MDP

1 Introduction

Dans les canaux à ondes décimétriques, l'information est généralement transmise à un débit binaire de plus de 200 bit/s selon des méthodes multi-états et en utilisant des signaux complexes. Ce mode de transmission met généralement en œuvre un ensemble de sous-porteuses orthogonales à déplacement de fréquence caractérisées par une MDP-2. Cette technique permet d'atteindre, par rapport à la MDF, un débit deux fois supérieur dans la même bande de fréquences, et la redondance peut être utilisée pour accroître l'immunité au bruit. Outre la MDP sur plusieurs fréquences, il est un autre type de modulation plus général présentant un intérêt pratique – la MDP généralisée – où l'information à transmettre

n'est pas contenue dans la différence entre les phases instantanées des signaux sinusoïdaux, mais dans la différence entre les spectres de phases de signaux orthogonaux complexes. Les spectres d'amplitude de ces signaux coïncident et peuvent être adaptés à la caractéristique de fréquence du canal (ou du spectre de brouillage) sans que les conditions d'orthogonalité mutuelle en soient altérées. Il est possible sur cette base, d'envisager la construction de modems adaptatifs caractérisés par une plus grande immunité au bruit ou une plus grande capacité d'écoulement du trafic.

L'application pratique de la MDP généralisée s'est heurtée dans le passé aux difficultés classiques de synthèse et de traitement des signaux complexes. Les principaux problèmes ont pu être résolus grâce à la nouvelle théorie de la synthèse et l'apparition de modules micro-électroniques d'un niveau élevé d'intégration a permis de lever l'obstacle de la complexité technique des circuits. La présente Annexe énonce les principes de conception de modems à MDP généralisée et en présente une version ainsi que des résultats d'essai.

2 Questions théoriques

2.1 Sélection des signaux

Comme l'a démontré Shannon, il est nécessaire, si l'on veut obtenir un débit de transmission égal à la capacité de communication des canaux présentant une caractéristique de fréquence $Y(\omega)$, et un bruit gaussien $N(\omega)$, d'utiliser des signaux caractérisés par un processus gaussien de puissance P en régime permanent et dont le spectre de puissance s'exprime par la formule:

$$F(\omega) = \begin{cases} B - \frac{Y(\omega)}{N(\omega)} & \text{pour } \omega \in \Omega \\ 0 & \text{pour } \omega \notin \Omega \end{cases} \quad (1)$$

où la gamme d'intégration Ω est déterminée par la condition $F(\omega) \geq 0$ et où la constante B dépend de la puissance des signaux. Etant donné que dans la pratique les limites admissibles pour le délai de transmission de l'information sont toujours régies par des normes, il convient de limiter la durée maximale des signaux ainsi que leur nombre. Dans ces conditions, des combinaisons de dimensions finies de signaux orthogonaux déterminés, dont les carrés des modules de densité spectrale coïncident avec $F(\omega)$, peuvent être considérées comme proches des conditions optimales. Cependant, il découle de l'équation (1) que $F(\omega) = 0$ à toutes les fréquences où $B < Y(\omega)/N(\omega)$, c'est-à-dire que l'orthogonalité mutuelle doit être préservée lorsque des portions du spectre sont rejetées. Les signaux multifréquences utilisés dans les modems existants ne possèdent pas cette propriété. En outre, la forme orthogonale de leur spectre n'est optimale que dans les canaux présentant une caractéristique de fréquence uniforme et un brouillage du type bruit blanc. Des calculs montrent que si ces conditions ne sont pas réunies, cela peut se traduire par une perte de débit de transmission pouvant atteindre 40% de la capacité de la voie.

Pour évaluer la nature optimale des combinaisons de signaux orthogonaux, les spécifications concernant la forme de leur fonction d'autocorrélation constituent un autre critère. Par exemple, pour assurer le fonctionnement stable d'un système de synchronisation, il faut que le lobe principal de cette fonction soit suffisamment étroit et que les lobes latéraux ne dépassent pas un niveau donné. Il s'agit, dans ce cas, d'assurer l'orthogonalité mutuelle pour un spectre donné de l'amplitude des signaux qui ne satisfait pas nécessairement à la condition de l'équation (1).

Compte tenu de ce qui précède, pour réaliser une MDP généralisée, on a mis au point une classe spéciale de signaux fondée sur l'utilisation de systèmes complexes de fonctions à double orthogonalité. Leurs densités spectrales peuvent s'exprimer comme suit:

$$S_k(\omega) = |S(\omega)| e^{j[K\psi(\omega) + \alpha(\omega)]} \quad (2)$$

où:

$$|S(\omega)|^2 = A \left| \frac{d\psi(\omega)}{d\omega} \right|$$

où:

A : facteur constant

$\alpha(\omega)$: fonction limitée arbitraire.

Pour un spectre d'amplitude donné, il est donc possible de définir le spectre de phase des signaux et, partant, leur densité spectrale. Pour une synthèse plus poussée, il s'agit de trouver des échantillons de densités spectrales de signaux avec différents numéros de séries et de les transformer à l'aide d'une transformée de Fourier rapide (TFR) en échantillons de temps. La synthèse des signaux peut être combinée avec le codage des signaux dans le domaine temporel, en utilisant le

code Reed-Solomon; à cet effet, un certain nombre d'échantillons zéro doivent être ajoutés préalablement aux échantillons de densité spectrale et c'est seulement alors que la TFR peut être exécutée. Il est à noter que ce type de codage mixte (orthogonal dans le domaine fréquentiel et conforme au code Reed-Solomon dans le domaine temporel) est extrêmement efficace pour les canaux en ondes décimétriques.

2.2 Sélection d'un algorithme de traitement

Dans les cas des méthodes multi-états de transmission de l'information, il vaut mieux traiter les signaux que l'on reçoit en utilisant l'algorithme optimal de la réception «globale». La manière la plus simple de mettre en œuvre cet algorithme consiste à utiliser des démodulateurs de composantes; il faut pour cela satisfaire aux conditions suivantes:

- les signaux multi-états doivent être des signaux à composantes, c'est-à-dire qu'ils doivent être constitués par l'ensemble des signaux élémentaires;
- chaque signal élémentaire doit contenir une information sur l'élément correspondant des mots-code $b_{i,k}$;
- le brouillage qui affecte les signaux élémentaires doit être mutuellement indépendant.

Dans ce cas, la règle de décision s'exprime comme suit:

$$\max \left[L_i = \sum_{k=1}^N e_{i,k} y_k \right] \quad (3)$$

où:

$e_{i,k}$: coefficient de signe qui prend la valeur +1 lorsque $b_{i,k} = 1$ et
-1 lorsque $b_{i,k} = 0$

$$y_k = \ln \frac{W(Z_{k/1})}{W(Z_{k/0})}$$

où:

Z_k : signal complexe en entrée (voir la Fig. 1)

$W(Z_{k/1})$: probabilité que Z_k devienne 1

$W(Z_{k/0})$: probabilité que Z_k devienne 0.

On définit dans ce cas le caractère optimal en déterminant dans quelle mesure les signaux utilisés satisfont aux conditions énumérées ci-dessus. Les deux premières impliquent la possibilité d'utiliser un démodulateur de composantes. Pour remplir ces conditions, il suffit que chaque échantillon de densité spectrale (ou ses composantes) contienne une information sur le signe du symbole binaire correspondant. La condition stipulant l'indépendance du brouillage peut être ramenée à une condition stipulant l'indépendance des projections du vecteur de signaux reçus par rapport au système des fonctions de base des transformations de Fourier. Cette condition est remplie dans les cas d'évanouissements indépendants dans les différentes bandes de fréquences, dans les cas d'invariance des fonctions de base par rapport aux décalages de temps et dans les cas de brouillage à spectre de puissance uniforme. Il est impossible dans la pratique de satisfaire complètement aux exigences énumérées ci-dessus, de sorte que l'immunité au bruit du démodulateur de composantes sera plus faible que l'immunité au bruit potentielle, mais nettement meilleure que dans le cas de la réception individuelle de signaux élémentaires.

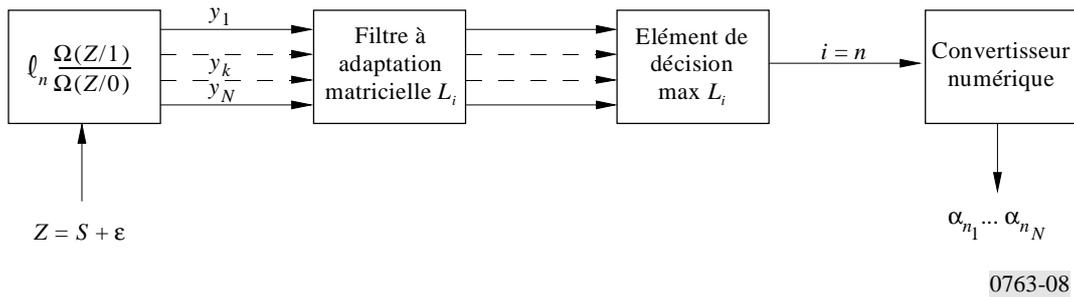
Le schéma fonctionnel de la partie réceptrice du modem qui applique la règle de décision (3) comporte les éléments suivants (Fig. 8): le dispositif servant à calculer le logarithme des rapports de probabilité y_k ; le dispositif servant à calculer les formes linéaires L_i , l'élément de décision pour déterminer le numéro d'ordre de la forme linéaire avec la valeur maximale et le convertisseur numérique qui compare avec chaque numéro d'ordre sa propre combinaison de symboles binaires, ce qui assure l'évaluation de la séquence d'information transmise.

3 Description du système

La Fig. 9 présente le schéma fonctionnel du système, qui comprend les éléments suivants: les terminaux d'utilisateurs; le dispositif de conversion des signaux (modem), situé soit à proximité immédiate des terminaux soit dans un organe distinct de commande de liaison; l'équipement à bande latérale unique de réception et d'émission et les antennes correspondantes. Une fois le modem installé dans l'unité de commande, la communication avec le terminal est établie sur des voies à audiofréquence.

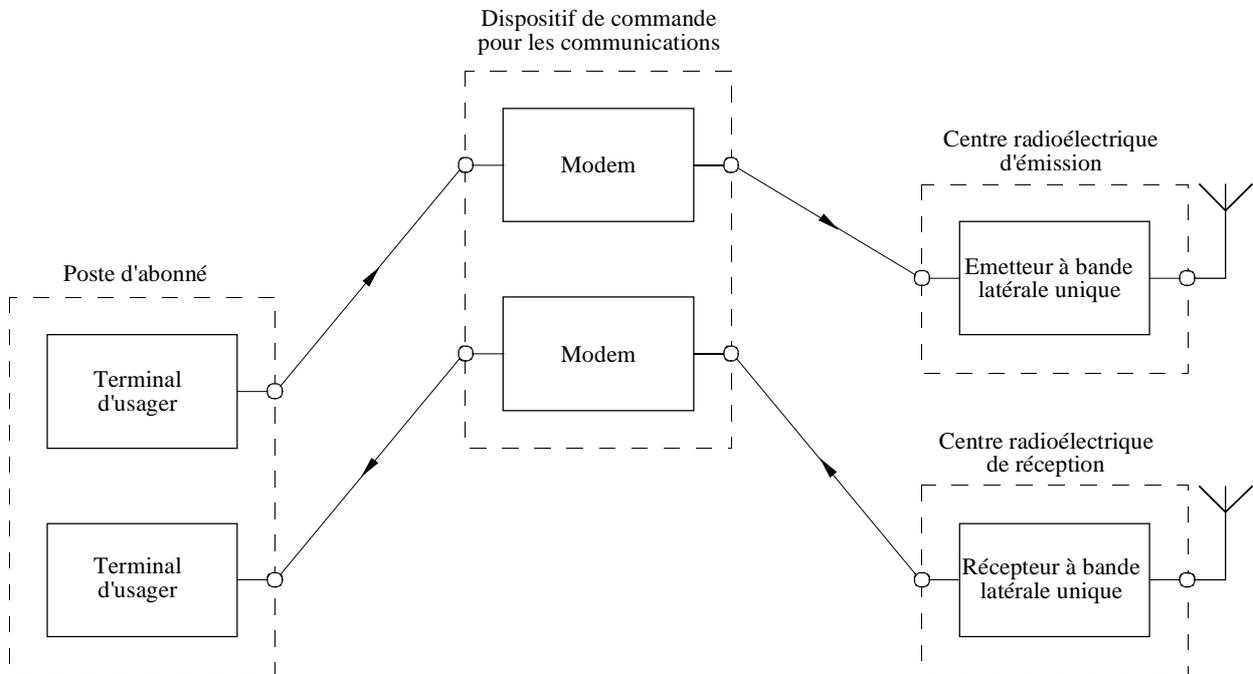
Lorsque le modem est installé très près du terminal, il peut être connecté par des circuits à courant continu.

FIGURE 8
Partie réception du modem



0763-08

FIGURE 9
Schéma fonctionnel du système du poste d'émission



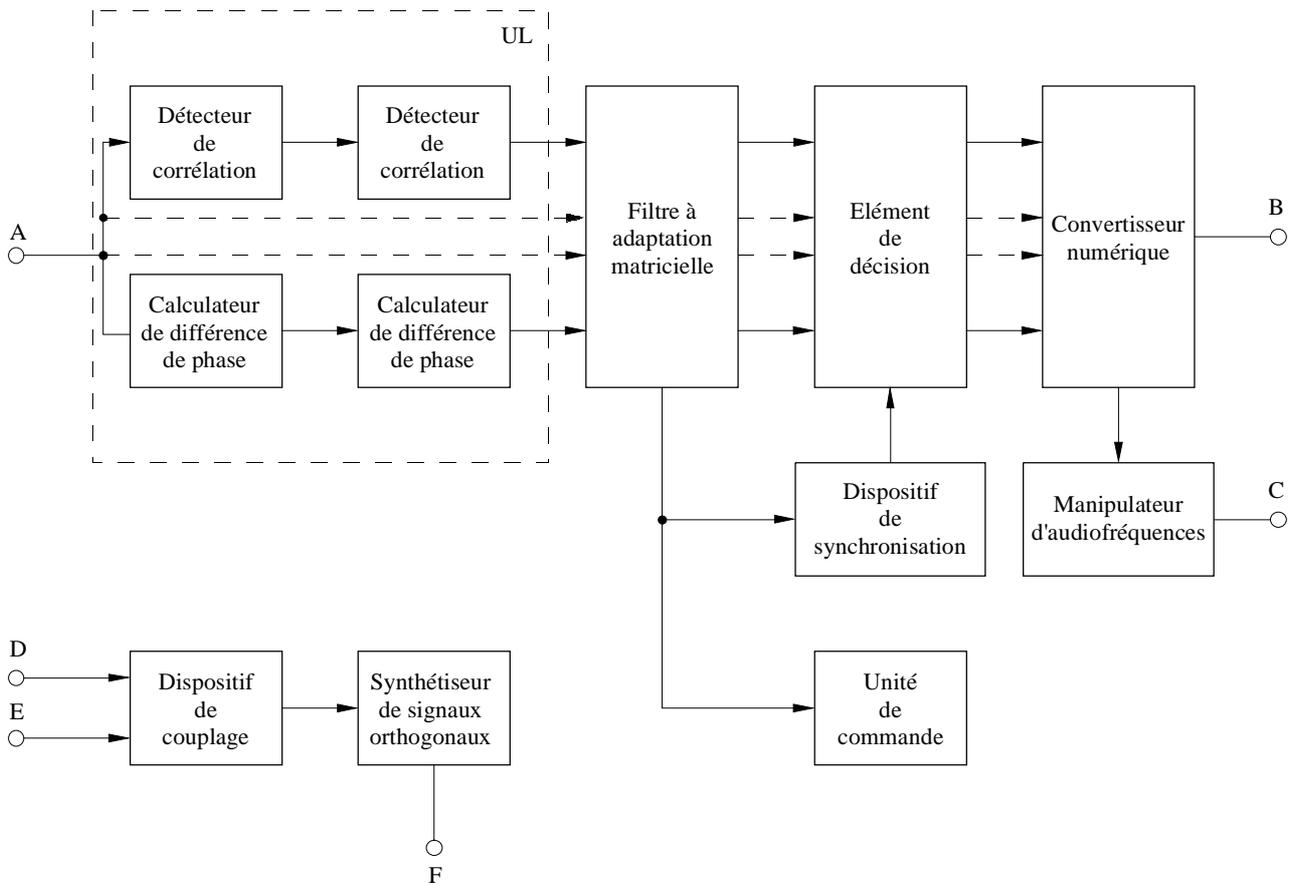
0763-09

La Fig. 10 présente le schéma fonctionnel du modem qui illustre les principes examinés ci-dessus. Le modem est conçu pour transmettre une information numérique à 600-1 200 bit/s. Pour un débit binaire inférieur, il y a lieu d'utiliser un codec supplémentaire. On obtient un débit binaire de 2 400 bit/s en accroissant le nombre des signaux utilisés et en commutant sur la réception de signaux élémentaires: l'émetteur du modem est constitué d'un dispositif de couplage (DC) et d'un synthétiseur de signaux orthogonaux (SSO).

Le DC a pour fonction de combiner le modem avec le terminal d'utilisateur sur les canaux à audiofréquence ou sur des circuits à courant continu et de commander le synthétiseur. Il comporte un amplificateur-redresseur à audiofréquence, un régénérateur et un circuit logique de commande.

Le SSO met en forme les signaux analogiques et les amplifie au niveau requis. Il se compose d'un dispositif de codage, d'une mémoire fixe ROM, d'un convertisseur numérique/analogique (CNA), d'un filtre basse fréquence et d'un amplificateur de puissance. Le SSO a pour caractéristique de fonctionnement que les échantillons de temps de tous les signaux à utiliser pour la transmission de l'information sont déjà enregistrés en mémoire ROM. Ces échantillons ont été calculés préalablement par ordinateur conformément aux règles définies au paragraphe précédent.

FIGURE 10
Schéma fonctionnel du modem



- A: entrée du récepteur du modem
- B: sortie à audiofréquence du récepteur du modem
- C: sortie à courant continu du récepteur du modem
- D: entrée à audiofréquence de l'émetteur du modem
- E: entrée à courant continu de l'émetteur
- F: sortie de l'émetteur du modem

0763-10

Dans un premier temps, afin de vérifier les principes fondamentaux utilisés, une série de 16 signaux biorthogonaux ont été synthétisés; ces signaux présentaient un spectre d'amplitude uniforme dans la gamme de 1,1 à 2,42 kHz et une largeur de bande équivalente de 0,66 à 2,86 kHz. Leurs densités spectrales ont été représentées à l'aide de 4 échantillons complexes, dont chacun pouvait fournir une information sur les signes de deux symboles binaires. Afin de transposer ce spectre à ces échantillons, on a ajouté deux échantillons zéro et, après une transformation de Fourier, on a procédé à une multiplication supplémentaire par un composant complexe.

Les échantillons de temps des signaux calculés de cette manière ont été enregistrés dans une grille à 8 bits dans la mémoire ROM et, après qu'ils ont été lus à une fréquence de base de temps de 8,8 kHz, il a été possible d'obtenir à la sortie du CNA des signaux analogiques d'une durée de 3,33 ms et présentant un intervalle d'orthogonalité de 2,27 ms.

La séquence des opérations dans l'émetteur du modem est la suivante. Les signaux binaires d'information en provenance du terminal sont régénérés, combinés pour former des mots-code de 4 bits et sont ensuite acheminés à l'entrée du circuit de codage qui commande la sélection dans la mémoire ROM de l'une des 16 formes du signal. A la sortie de la mémoire ROM, les échantillons sont convertis par le CNA en un signal analogique qui, après amplification, parvient par le canal à audiofréquence à l'entrée de l'émetteur BLU.

Comme l'indique la Fig. 8, la partie réceptrice du modem se compose des éléments suivants: un dispositif qui calcule les logarithmes des rapports de probabilité (des détecteurs de corrélation (DTC) et un calculateur de différence de phase (CDP)), un filtre à adaptation matricielle (FA) qui calcule toutes les formes linéaires L_i , un élément de décision (ED) qui détermine la valeur de la forme maximale et un convertisseur numérique (CN). Il comporte également un dispositif de synchronisation (DS) et une unité de commande (UC). On a prévu un mode de fonctionnement en simple ou en double, avec diversité d'espace ou de polarisation.

La transformation des signaux analogiques en échantillons de densité spectrale est assurée par les détecteurs de corrélation, qui calculent la composante en phase et la composante en quadrature de chaque échantillon. L'incertitude initiale concernant la phase du canal est alors éliminée à l'aide du CDP, et l'on calcule le spectre de phase du signal reçu. Le filtre adapté fonctionne par sommation matricielle, et chacune de ses colonnes est réglée pour une sélection échantillon appropriée à l'aide d'amplificateurs d'inversion. L'ED cherche la colonne avec la tension de sortie maximale et, à l'aide du CN, transmet la séquence correspondante de 4 éléments de symboles binaires, qui parvient au terminal d'entrée, soit directement, soit par le manipulateur d'audiofréquences (MAF).

Le fonctionnement de l'UC repose sur le principe suivant: la tension aux bornes de sortie du filtre adapté coïncide avec précision, dans les limites d'un facteur constant, avec la distribution des probabilités établies *a priori*. Il est clair que la qualité de fonctionnement du canal s'améliorera à mesure que cette distribution deviendra plus «pointue» étant donné que dans le cas de figure idéal, la tension ne doit apparaître qu'à l'une des bornes de sortie du filtre adapté. La différence entre la tension maximale et celle qui s'en rapproche le plus à l'autre borne peut être utilisée pour évaluer la qualité du canal dans le processus de transmission de l'information.

4 Travaux expérimentaux

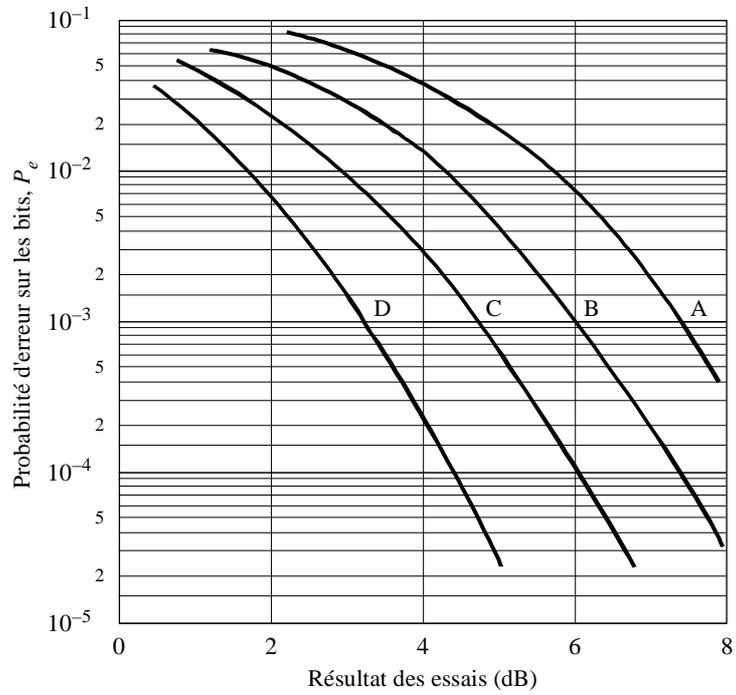
Les essais du modem en laboratoire ont été effectués au moyen d'un banc d'essai par modélisation comportant les éléments suivants: un récepteur à bande latérale unique, un simulateur de canal à deux rayons, un générateur de bruit et un compteur numérique pour calculer le nombre d'erreurs. Une séquence pseudo-aléatoire provenant d'un générateur intégré au modem a été utilisée comme combinaison d'essai. Trois modes de fonctionnement ont été analysés: un canal avec des paramètres constants et un bruit blanc; un canal à rayon unique et à évanouissement de Rayleigh et un canal à deux rayons présentant une différence dans le temps de propagation du rayon de 1 ms, des amplitudes de rayon et un affaiblissement de Rayleigh identiques. Les résultats de ces essais sont indiqués dans les Fig. 11 et 12. La Fig. 11 montre à titre de comparaison, des courbes d'immunité au bruit d'un modem multifréquence tel que décrit à l'Annexe 1 pour une même vitesse de transmission. Ces courbes montrent que le modem étudié a une meilleure immunité au bruit. La comparaison des courbes A et B de la Fig. 12a) montre que le modem a une plus grande immunité au bruit dans le canal à deux rayons que dans celui à rayon unique. La raison en est que dans les cas d'évanouissement plat, la règle de décision (3) cesse d'être optimale. Dans un canal à deux rayons, les évanouissements sélectifs des fréquences, que le modem peut combattre plus efficacement, jouent un rôle prédominant. La ligne en pointillé sur la Figure montre la courbe théorique de l'immunité au bruit d'un récepteur non cohérent de signaux élémentaires utilisant la MDP-2 dans le cas d'un affaiblissement de Rayleigh.

Les essais de liaison sur le modem ont été effectués sur des trajets à latitude constante de 3 600 et 4 300 km. Il a été fait usage d'un émetteur à bande latérale unique de 15 kW, d'antennes d'émission losange horizontales avec dipôle et d'antennes de réception en arêtes de poisson (réception en double). Des tests ont été effectués sur le premier trajet pendant une période diurne et une période nocturne sur une seule fréquence. Sur le second trajet, on a utilisé deux fréquences. Le débit binaire d'information était de 1 200 bit/s. Sur la base des mesures d'une durée de 5 min, on a tracé des courbes intégrales pour montrer la distribution du taux d'erreur; elles sont représentées à la Fig. 12b).

5 Conclusions

Le fait de combiner la MDP généralisée avec la réception «globale» ouvre de nouvelles possibilités pour l'accroissement de l'immunité au bruit dans la transmission de l'information numérique. Le modem mis au point pour illustrer les modalités d'application pratique d'une méthode de MDP généralisée fait appel à des signaux à spectre uniforme et il est, de ce fait, semblable au modem décrit à l'Annexe 1. Des essais ont montré que sur des liaisons de 3 000 à 4 000 km, cela garantit un débit binaire de 1 200 bit/s et un taux d'erreur ne dépassant pas 1×10^{-4} à 1×10^{-3} pendant 95% à 98% du temps.

FIGURE 11
Immunité au bruit du modem

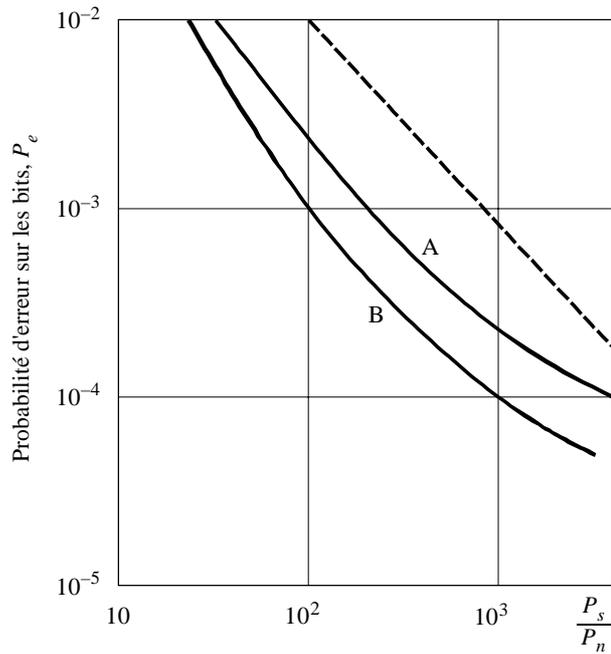


A: multifréquence	}	1 200 bit/s
B: MDPD		
C: multifréquence	}	600 bit/s
D: MDPD		

0763-11

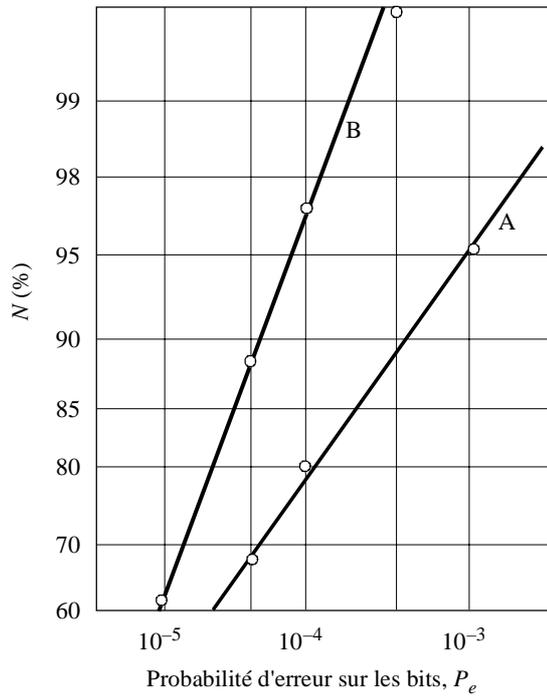
FIGURE 12

Immunité au bruit du modem dans les canaux soumis à des évanouissements



a) Essais par simulateur

A: 1 rayon
 B: 2 rayons
 Vitesse de transmission: 1 200 bit/s



b) Essais de liaison de communication

A: 3 600 km
 B: 4 300 km
 Vitesse de transmission: 1 200 bit/s

ANNEXE 4

Diversité de mode/polarisation dans les systèmes radioélectriques de transmission de données à ondes décimétriques**1 Introduction**

L'amplitude d'un signal radioélectrique à ondes décimétriques reçu fluctue en cas de changement de sa direction de polarisation par rapport à l'antenne de réception, les minima d'amplitude correspondant à une polarisation orthogonale et les maxima à une polarisation parallèle. Les évanouissements dus aux changements de polarisation ont été confirmés par des expériences qui ont montré que la réception d'un signal de niveau minimal sur un élément d'antenne coïncide souvent avec la réception d'un signal de niveau maximal sur un élément orthogonal. On peut exploiter ce phénomène en utilisant un système d'éléments d'antenne orthogonaux pour améliorer la qualité de fonctionnement du système.

De nombreux modems série à ondes décimétriques incorporent des techniques d'égalisation adaptative comme celles qui sont décrites dans l'Annexe 2. Certains modems utilisent une forme d'onde telle qu'un préambule est inséré périodiquement dans le train de données. Le préambule, qui est constitué de symboles connus, permet d'évaluer la réponse impulsionnelle instantanée du canal. Un égaliseur adaptatif peut alors utiliser la réponse impulsionnelle évaluée pour combiner les énergies provenant de différents trajets dont les temps de propagation sont différents. La réponse impulsionnelle est tenue à jour au moyen d'une procédure fondée sur les moindres carrés servant à mettre à jour l'égaliseur adaptatif.

Après l'égalisation, l'existence de plusieurs modes de propagation distincts peut être utile car il est peu probable que tous ces modes subissent des évanouissements simultanés; la probabilité pour qu'une partie de l'énergie émise soit reçue s'en trouve donc augmentée. Ce phénomène, appelé diversité de mode, peut être exploité tant que l'énergie émise arrivant au récepteur est suffisante pour l'emporter sur le bruit. Le gain en diversité de mode peut être utilisé au mieux si la différence de temps de propagation sur le trajet est suffisamment grande pour éviter les évanouissements uniformes. En utilisant des éléments d'antenne orthogonaux, on peut simuler pour le démodulateur une propagation par trajets multiples de valeur fixe. De cette manière, on peut obtenir un gain en diversité de polarisation en tirant parti de la capacité du modem à traiter le brouillage intersymboles et à améliorer la qualité de fonctionnement grâce à la diversité de mode.

Deux techniques différentes ont été examinées. Pour la première, appelée diversité à l'émission, on utilise deux antennes orthogonales pilotées par deux émetteurs distincts mais verrouillés en phase et en fréquence, le signal en bande de base étant retardé à l'entrée de l'un des émetteurs et les émetteurs communiquant avec un récepteur ne comportant qu'une seule antenne. Pour la seconde technique, appelée diversité en réception, on utilise un seul émetteur avec une seule antenne mais on a recours à deux récepteurs verrouillés en phase et en fréquence raccordés à des antennes polarisées orthogonalement. Les sorties des récepteurs sont raccordées à un combineur de diversité, le signal en bande de base étant de nouveau retardé sur l'un des trajets, le signal résultant constituant le signal d'entrée du modem. Les sorties des récepteurs sont raccordées à un combineur de diversité dont la fonction est de combiner les deux signaux pour constituer le signal d'entrée du modem. Ce combineur simple permet une diversité à la réception sans modification du modem. Les récepteurs à ondes décimétriques emploient généralement une CAG pour tenir compte de la large plage dynamique d'un signal, ceci afin de maintenir un signal de sortie proche d'un certain niveau fixé. Lorsque le niveau du signal d'entrée dans le récepteur est réduit pendant des évanouissements, le gain du récepteur est augmenté par l'action de la CAG. La tension de la CAG constitue donc une mesure commode du rapport S/N instantané. Le combineur doit être conçu de manière à favoriser la composante dont le rapport S/N est le meilleur et non pas la composante dont le rapport S/N est le plus faible. C'est la raison pour laquelle le combineur de diversité utilise les tensions de CAG des récepteurs pour déterminer les proportions des deux signaux qui seront additionnées. Le signal résultant est alors appliqué à l'entrée du modem.

Pour le système décrit dans l'Annexe 2, pour lequel la capacité de l'égaliseur dépasse 5 ms, un retard du signal en bande de base de 2,7 ms semble optimal. Il semble que les résultats les meilleurs soient obtenus lorsque le signal retardé est le signal le plus faible. Ceci est dû aux techniques de synchronisation particulières utilisées dans le modem. C'est la raison pour laquelle la procédure consistant à retarder le signal au niveau des antennes verticales permet de garantir que le signal le plus fort précède le signal le plus faible dans les deux techniques.

2 Conclusions

Ce type de diversité peut permettre d'améliorer de manière significative la qualité de fonctionnement des systèmes radioélectriques de transmission de données à ondes décimétriques. Avec la diversité à l'émission, la réduction du taux d'erreurs peut aller jusqu'à quatre ordres de grandeur et avec la diversité à la réception, cette réduction peut aller jusqu'à trois ordres de grandeur. On peut évaluer l'amélioration permise par la diversité de polarisation en considérant le

supplément de puissance à l'émission nécessaire pour passer du niveau de qualité de fonctionnement d'un système sans diversité au niveau obtenu avec diversité. Pour un modem incorporant une égalisation adaptative, l'utilisation d'une diversité à l'émission est équivalente à une augmentation de puissance de l'émetteur d'environ 6 à 8 dB tandis que l'utilisation d'une simple diversité à la réception est équivalente à une augmentation de puissance de 3 à 4 dB. Pour un système utilisant la diversité à l'émission, deux émetteurs de 100 W pourraient remplacer un émetteur de 1 kW, au cas où un gain de 7 dB est obtenu. Cette réduction de puissance des émetteurs couplée au fait que la diversité de polarisation peut être mise en œuvre soit du côté émission soit du côté réception d'une liaison, sans modification des modems existants, pourrait se traduire par d'importantes réductions des coûts. Le type de diversité utilisé dans une application donnée sera fonction du type de liaison en jeu, à savoir qu'une station de base emploierait probablement une technique de diversité, ce qui ne serait probablement pas le cas pour une station distante. La diversité à l'émission et à la réception est notamment utile lorsque la qualité de fonctionnement des liaisons de transmission de données vers des plates-formes mobiles ou vers des sites distants peut être améliorée avec des antennes supplémentaires, récepteurs et émetteurs au niveau de la station de base.

ANNEXE 5

Transmission de données à des débits inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s sur les circuits à ondes décimétriques avec modem utilisant la transmission MDP ou à modulation d'amplitude en quadrature (MAQ)

1 Observations générales

Ce modem permet la transmission de données à des débits inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s utilisant la MAQ-16 dans une largeur de bande de 300 à 2 700 Hz. La méthode de modulation passe, en fonction de la qualité de la liaison, à la MDP-4 à 2 400 bit/s ou MDP-2 à 1 200 bit/s.

2 Caractéristiques

- On dispose de débits inférieurs ou égaux à 4 800 bit/s.
- Le débit est commuté à 2 400 bit/s (avec la MDP-4) ou à 1 200 bit/s (avec la MDP-2), en fonction de la qualité de la liaison.
- La largeur de bande de transmission varie entre 300 et 2 700 Hz, ce qui permet un espacement des canaux égal à 3 kHz.
- Le protocole comprend une séquence de synchronisation de 28 symboles correspondant à chaque trame de données à 112 symboles, de façon que les débits binaires bruts de transmission soient de 6, 3 et 1,5 kbit/s.
- La commutation du débit en fonction du mode de modulation ne peut être effectuée en douceur que par mappage de la commutation sans modification de la vitesse de transmission des signaux.
- On utilise un égaliseur récursif avec décision bidirectionnel.

3 Spécification

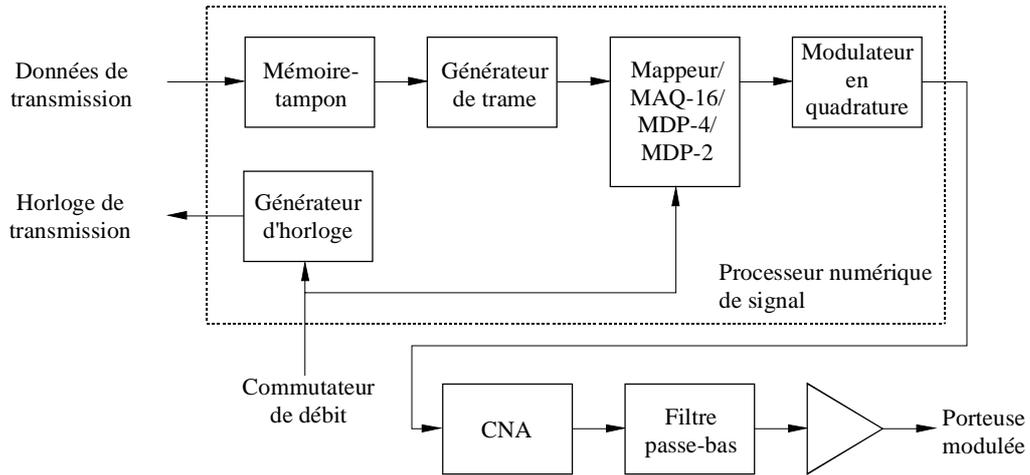
Mode de modulation	MAQ-16	MDP-4	MDP-2
Débit de la porteuse (kbit/s)	6	3	1,5
Débit de l'utilisateur (kbit/s)	4,8	2,4	1,2
Vitesse de transmission des signaux (kBd)	1,5		
Longueur de la trame	140 symboles (93,3 ms)		
Séquence de synchronisation	28 symboles		
Longueur des données	112 symboles		
Egalisation	Egaliseur récursif avec décision bidirectionnel		

4 Schéma fonctionnel du traitement des signaux

Les Fig. 13a et 13b représentent respectivement, le schéma fonctionnel d'un modulateur et le schéma fonctionnel d'un démodulateur.

FIGURE 13a

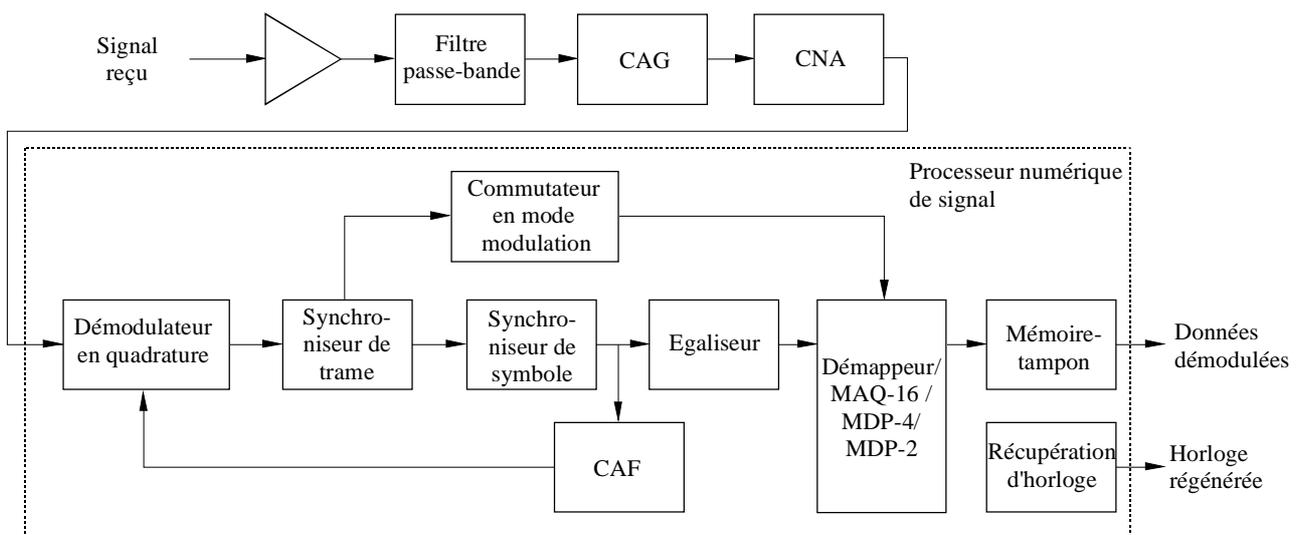
Schéma fonctionnel d'un modulateur



0763-13a

FIGURE 13b

Schéma fonctionnel d'un démodulateur



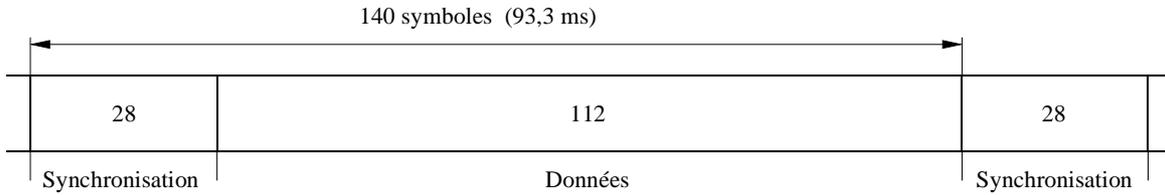
CAF: commande automatique de fréquence

0763-13b

5 Structure de trame

Les symboles à transmettre ont une structure composée de trames récurrentes de durée égale à 93,3 ms, comme le montre la Fig. 14.

FIGURE 14
Structure de trame



0763-14

6 Règle de codage et diagramme en constellation de la MAQ-16

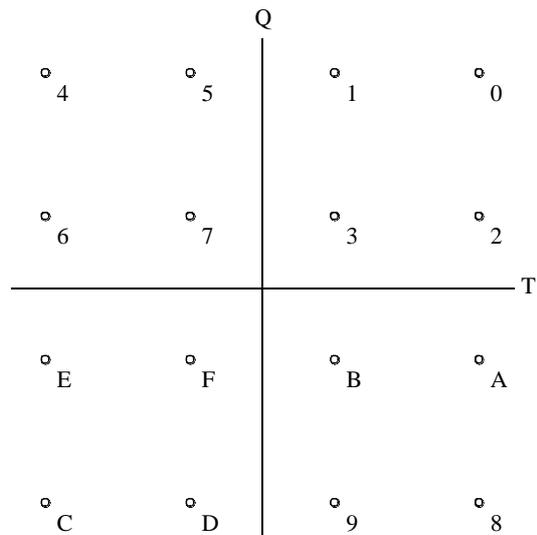
On trouvera dans le Tableau 2 la règle de codage de la MAQ-16 et à la Fig. 15 le diagramme en constellation de la MAQ-16.

TABLEAU 2
Règle de codage de la MAQ-16

Tétrabit	Symbole
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	A
1011	B
1100	C
1101	D
1110	E
<div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> 1111 </div>	F

Bit
Bit
le plus ancien
le plus récent

FIGURE 15
Diagramme de constellation de la MAQ-16



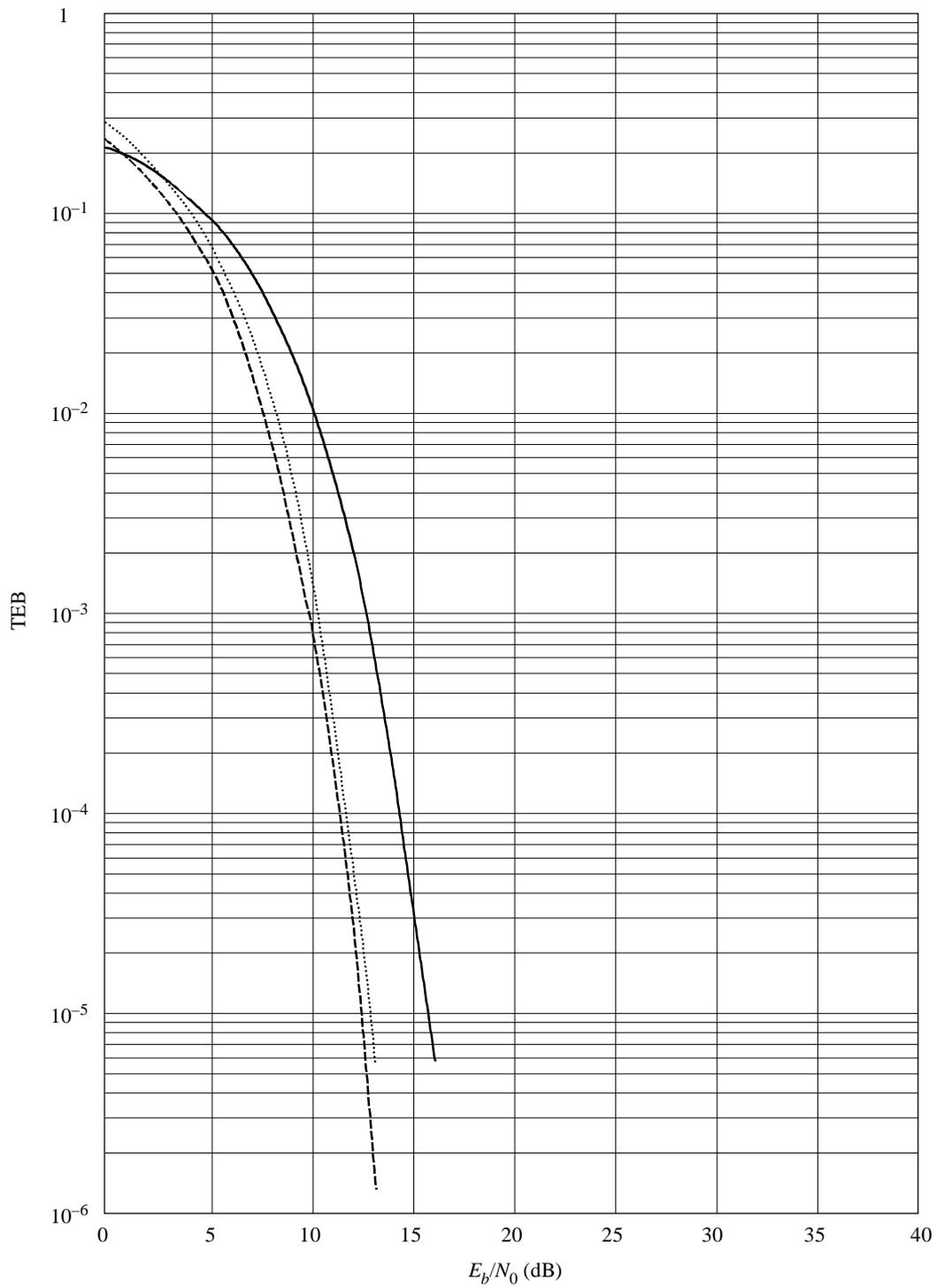
0763-15

7 Données d'essai

Dans l'essai décrit ci-dessous, l'égaliseur récursif avec décision a utilisé 14 dérivations de proaction et 6 dérivations de rétroaction, capables d'égaliser sur un retard maximal équivalant à cinq symboles. On trouvera sur la Fig. 16 les résultats des essais de non-évanouissement en présence de bruit gaussien. Les essais d'évanouissement ont été effectués conformément à la Recommandation UIT-R F.520, avec des gains sur le trajet égaux et des différences de temps de propagation de 0,5 à 3 m/s, et une vitesse d'évanouissement de 0,5 Hz. On trouvera sur les Fig. 17 à 19 les résultats des essais d'erreurs sur les bits dans l'environnement d'évanouissement.

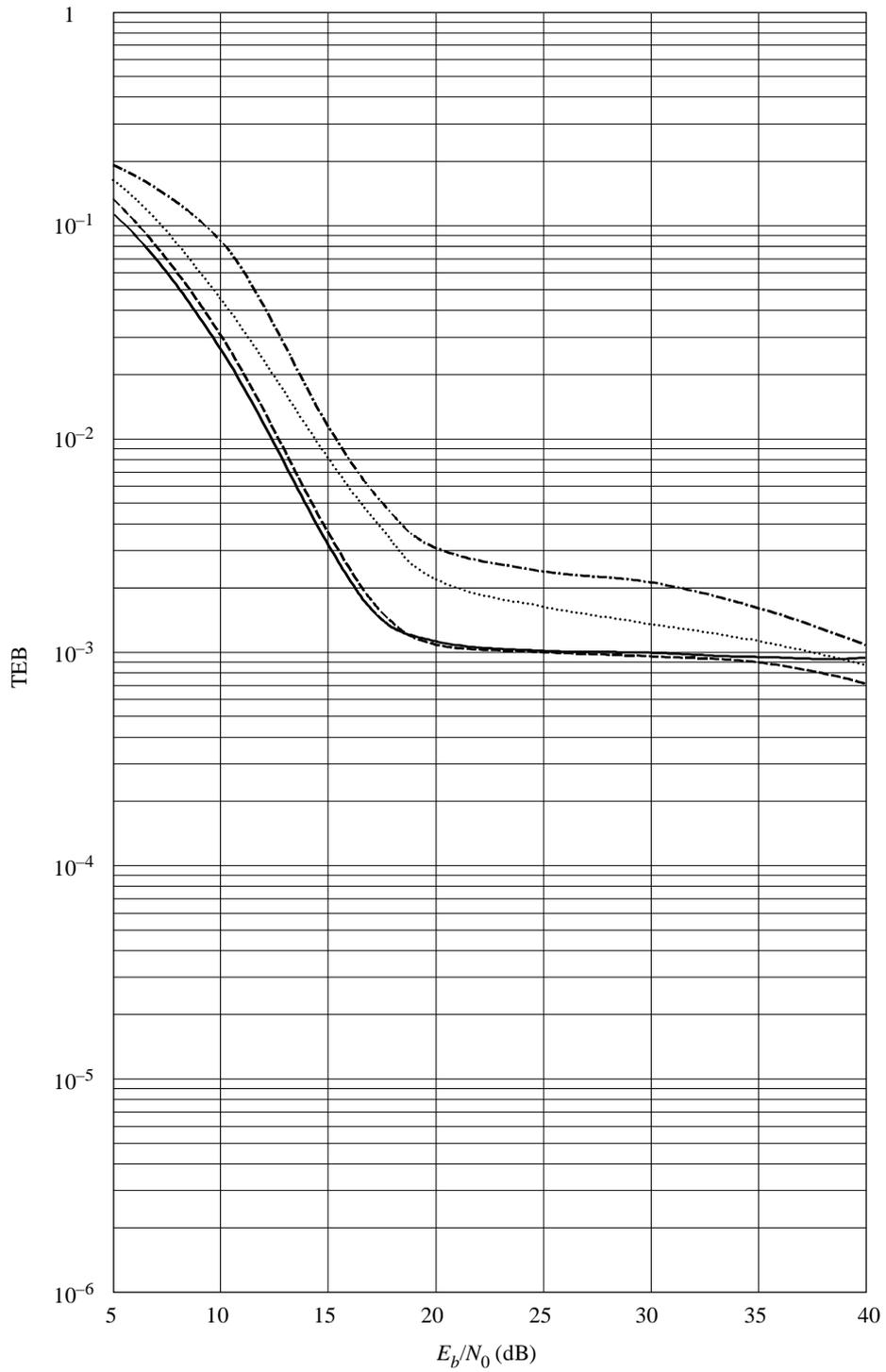
FIGURE 16

TEB en fonction de la densité spectrale de bruit, pour une voie sans évanouissement en présence de bruit gaussien



— MAQ-16
- - - MDP-4
..... MDP-2

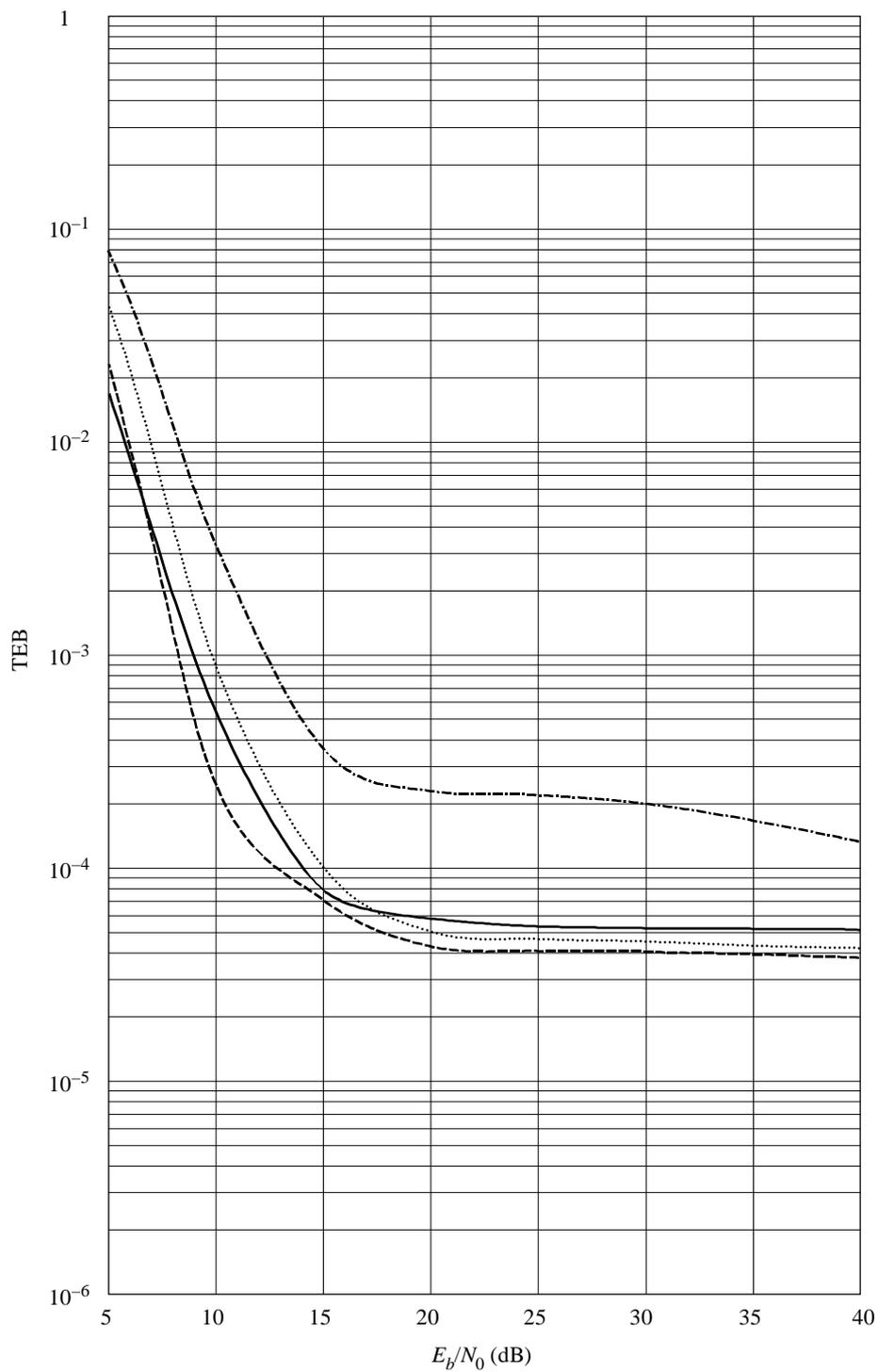
FIGURE 17
**TEB de la MAQ-16 en fonction de la densité spectrale
 de bruit, pour une voie avec évanouissement**



- Différence de temps de propagation: 0,5 ms
- - - Différence de temps de propagation: 1,0 ms
- Différence de temps de propagation: 2,0 ms
- . - . Différence de temps de propagation: 3,0 ms

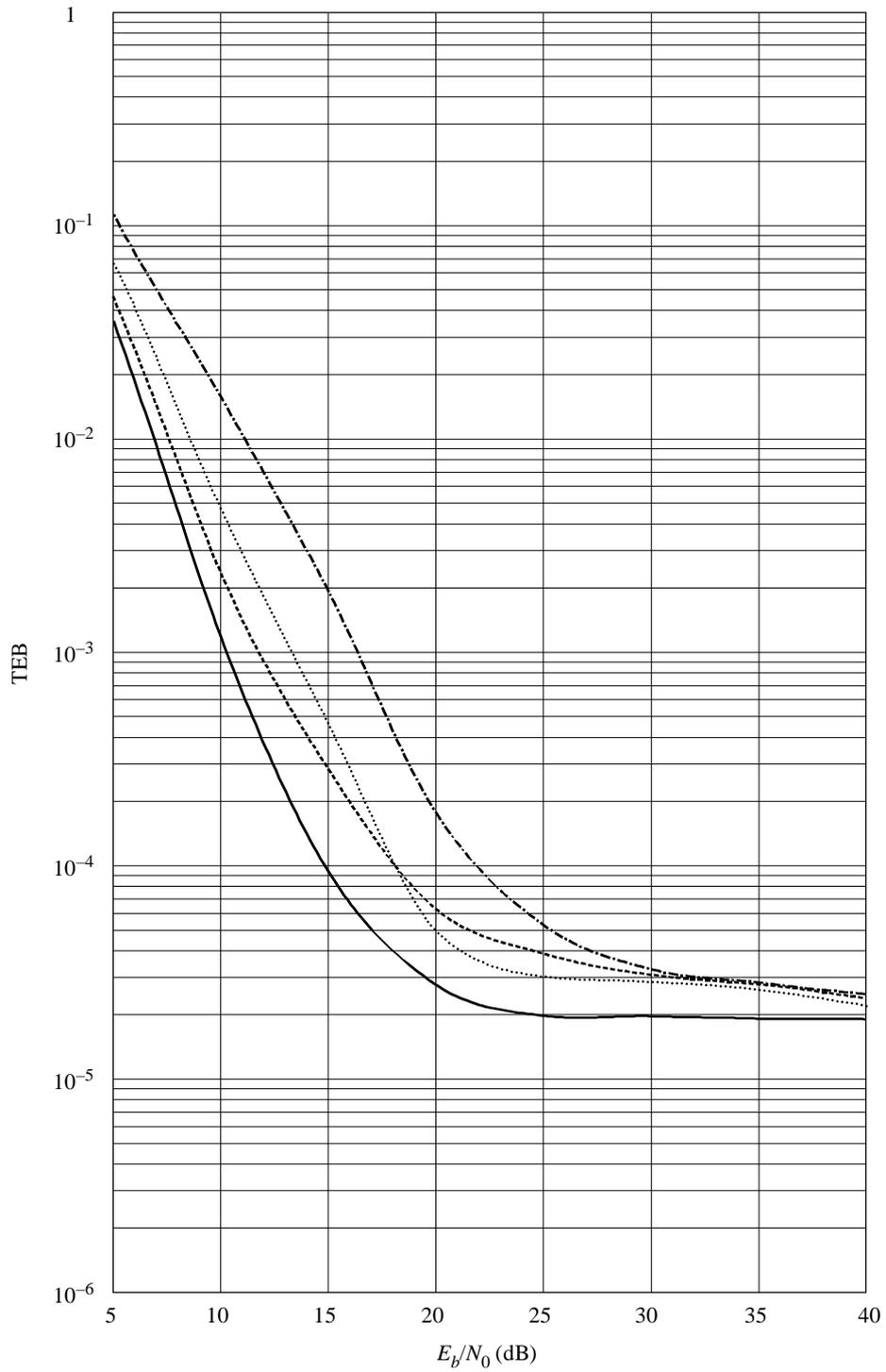
FIGURE 18

TEB de la MDP-4 en fonction de la densité spectrale de bruit, pour une voie avec évanouissement



- Différence de temps de propagation: 0,5 ms
- - - Différence de temps de propagation: 1,0 ms
- Différence de temps de propagation: 2,0 ms
- · - · - Différence de temps de propagation: 3,0 ms

FIGURE 19
**TEB de la MDP-2 en fonction de la densité spectrale
 de bruit, pour une voie avec évanouissement**



- Différence de temps de propagation: 0,5 ms
- Différence de temps de propagation: 1,0 ms
- Différence de temps de propagation: 2,0 ms
- . - . - Différence de temps de propagation: 3,0 ms